

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

⑩ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭59—4204

⑬ Int. Cl.³
H 01 P 1/203
7/08

識別記号

庁内整理番号
7741—5 J
7928—5 J

⑭ 公開 昭和59年(1984)1月11日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑮ 帯域濾波器

東京芝浦電気株式会社日野工場
内

⑯ 特 願 昭57—112196

⑰ 出 願 人 東京芝浦電気株式会社

⑱ 出 願 昭57(1982)6月29日

川崎市幸区堀川町72番地

⑲ 発 明 者 大井俊彦

⑳ 代 理 人 弁理士 木村高久

日野市旭が丘3丁目1番地の1

明 細 書

1. 発明の名称 帯域濾波器

2. 特許請求の範囲

容量性ギャップをコンデンサに置きかえたマイクロストリップライン構造の帯域濾波器において、コンデンサ取付電極と相対する基板裏側の接地電極を除去したことを特徴とする帯域濾波器。

3. 発明の詳細な説明

(発明の技術分野)

この発明は、マイクロストリップラインを用いた容量性ギャップ結合伝送線路濾波器(キャパシティブギャップカップルドトランスマッションラインフィルタ)に関し、特にこの濾波器を800 MHz ~ 1000 MHzの比較的低い周波数で使用できるように容量性ギャップをコンデンサに置き換えて構成した帯域濾波器に関する。

(発明の技術的背景)

マイクロストリップラインを用いたキャパシティブカップルドトランスマッションラインフィルタ(以下トランスマッションラインフィルタという)は、所定長のマイクロストリップラインからなる複数の共振器と、この共振器間および共振器と伝送路との間に形成されるマイクロストリップラインのギャップからなる結合容量によって構成される。

このトランスマッションラインフィルタはチェビシェフ特性フィルタと同等に扱うことができる。第1図はチェビシェフローパス特性フィルタの応答特性、第2図はその回路例、第3図はチェビシェフバンドパス特性フィルタの応答特性を第1図に示したチェビシェフローパス特性フィルタの応答特性に対応して示したものである。

トランスマッションラインフィルタによって、第3図に示すようなチェビシェフバンドパス特性フィルタの応答特性と同等のものを得るための共振器の数および共振器の長さおよび共振器間のギャップおよび共振器と伝送路間のギャップは、

Leo Young, George L. Matthaei, E. M. T. Jones, の共著からなる Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, And Coupling Structures (出版社マクグロウヒルブックカンパニー)にも示されているように周波数 $\omega_0, \omega_1, \omega_2$ および周波数 ω_a, ω_b における減衰量 $L A_a$, 帯域内のリップルおよび伝送路の特性インピーダンスを定めるとにより以下のようにして求めることができる。

すなわち、共振器の数は

$$\left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| - 1 \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| = \frac{2}{\omega_x} \left(\frac{\omega_a - \omega_0}{\omega_a} \right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\omega_x = 2 \frac{\omega_1 - \omega_1}{\omega_1 + \omega_1} = \frac{B}{\omega_0} \quad \dots\dots\dots (3)$$

とし、式(1)に(2)(3)を代入することにより

$$B_{23} \Rightarrow \frac{j_{n, n+1}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_x}{\theta_n \cdot \theta_{n+1} \cdot \omega_1'}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\text{ただし } y_0 = \frac{1}{z_0} \quad \dots\dots\dots (8)$$

z_0 : 伝送路の特性インピーダンス

$$j_{01} \sim j_{n+1} = \omega_0 \cdot C_{01} \sim C_{n+1} \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。ゆえに伝送路の特性インピーダンス z_0 と中心周波数 ω_0 が決まれば等価容量 B_{01}, B_{12}, B_{23} を求めることができる。

次に等価容量 B_{01}, B_{12}, B_{23} に相当するギャップ(第5図の Δ)は、次式

$$\frac{B}{y_0} \approx \frac{b}{\lambda} \left\{ \coth \frac{\pi \Delta}{s b} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

から求めることができる。

ただし、式(10)で λ はフィルタ中心周波数の1波長 b は基板の共振器と接地電極間の距離であり

$$\frac{B}{y_0} \text{ は } \left| \frac{B}{y_0} \right| = \frac{\frac{J}{y_0}}{1 - \left(\frac{J}{y_0} \right)^2} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\begin{aligned} \left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| - 1 &= \left| \frac{2}{\omega_x} \left(\frac{\omega_a - \omega_0}{\omega_a} \right) \right| - 1 \\ &= \left| \frac{\left(\frac{\omega_a - \omega_0}{\omega_a} \right)}{\left(\frac{\omega_1 - \omega_1}{\omega_1 + \omega_1} \right)} \right| - 1 \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

を得て、この式(4)式の値をもとにして決めることができる。

次に共振器の数を2と仮定して伝送路と共振器のギャップにもとづく等価容量(第4図の B_{01}, B_{12})と共振器間のギャップにもとづく等価容量(第4図 B_{12})は、第1図、第2図においてチェビシェフフィルタの定数を $\omega_1' = 1, \theta_0 = 1, \theta_1, \theta_2, \theta_3$ (フィルタの設計定数)とすれば、

$$B_{01} \Rightarrow \frac{j_{01}}{y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_x}{\theta_0 \cdot \theta_1 \cdot \omega_1'}} \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{aligned} B_{12} \Rightarrow \frac{j_{j, j+1}}{y_0} &= \frac{\pi \omega_x}{2 \omega_1'} \cdot \frac{1}{\sqrt{\theta_j \cdot \theta_{j+1}}} \\ &= \frac{\pi \omega_x}{2 \omega_1'} \cdot \frac{1}{\sqrt{\theta_1 \cdot \theta_2}} \quad \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

($j=1 \sim n-1$)

と置くことができる。

この式(10)を Δ について解くと

$$\begin{aligned} \frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b} &\approx \int_0^{\coth \frac{\pi \Delta}{s b}} = \log e \left(\coth \frac{\pi \Delta}{s b} \right) \\ \coth \frac{\pi \Delta}{s b} &\approx e^{\frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b}} \\ \coth^{-1} e^{\frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b}} &\approx \frac{\pi \cdot \Delta}{s b} \end{aligned}$$

となり、ここで

$$\coth^{-1} e^{\frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b}} = \frac{1}{2} \log e \left(\frac{e^{\frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b} + 1}}{\frac{B \cdot \lambda}{y_0 \cdot b} - 1} \right) = K$$

と置くと

$$\begin{aligned} K &\approx \frac{\pi \Delta}{s \cdot b} \\ \Delta &\approx \frac{s \cdot b \cdot K}{\pi} \quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

となって式(12)からギャップ Δ を計算することができる。

次に、共振器の長さ ℓ_1, ℓ_2 (第4図)は、まず

位相角 θ_1, θ_2 を次式 (13) から求め、

$$\theta_1 = \theta_2 = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2B_{j-1,j}}{y_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2B_{j,j+1}}{y_0} \right) \right] \text{ (rad)} \quad (13)$$

($j = 1 \sim n$)

この位相角 θ_1, θ_2 を式 (14) に代入することで求めることができる。

$$\ell_1 = \ell_2 = \theta_n \cdot \frac{\lambda}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

($n = 1, 2, 3, \dots$)

ϵ_r は基板の有する誘電体の比誘電率

今帯域フィルタの中心周波数 ω_0 を 988 MHz、周波数 ω_1 を 970 MHz、周波数 ω_2 を 1006 MHz、伝送路の特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$ ($y_0 = 0.02$)、帯域内リップルを 3dB、共振器の数を 2 とし、周波数 $\omega_{a'}$ の点で 20dB 以上の減衰量 LA を得るための周波数 $\omega_{a'}$ を 928 MHz

取付けた構成のトランスミッションラインフィルタを示したもので、 Y_{01}, Y_{04} は、マイクロストリップラインからなる伝送路、 Y_{02}, Y_{03} は所定長のマイクロストリップラインからなる共振器、 Y_{05}, Y_{06}, Y_{07} はコンデンサの取付パターン、 $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ はコンデンサである。

〔背景技術の問題点〕

第 7 図に示すように容量性ギャップをコンデンサで置き換えてトランスミッションラインフィルタを構成すると、第 8 図に A-A 断面図で示すように取付パターン Y_{05}, Y_{06}, Y_{07} と誘電体基板 ϵ_r を介して相対する接地電極 Y_0 間に静電容量 $CY_{05}, CY_{06}, CY_{07}$ を生じ、この静電容量が帯域フィルタの帯域幅を等価的に狭くするように動作する為挿入損失を増加させるという問題が生じた。

すなわち取付パターン Y_{05}, Y_{06}, Y_{07} の寸法をそれぞれ $3 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ とするとコンデンサ取付パターンと接地電極間容量は 0.23 pF 程度となり、またこの帯域フィルタの挿入損失 I. S は

基板の厚さ 1.6 mm、導体の厚さ 0.035 mm、比誘電率を 4.7 とし、今まで述べた式を用いて各々の定数を計算すると第 6 図に示すようなトランスミッションラインフィルタが計算で求められる。ここで共振器長 ℓ_1, ℓ_2 は式 (14) で、ギャップ $\Delta C_1, \Delta C_2, \Delta C_3$ は式 (5)、(6)、(7)、(8)、(9)、(12) で求めることができる。

この計算によるとギャップ $\Delta C_1, C_2$ に対応する等価容量は 0.43 pF、ギャップ $\Delta C_1, \Delta C_2$ は $5.55 \times 10^{-6} \text{ mm}$ 、またギャップ ΔC_3 に対応する等価容量は 0.14 pF でギャップ ΔC_3 は 0.0206 mm となる。

しかし、このような小幅のギャップは機械的に実現困難である。そこでこのギャップにコンデンサを接続し、このコンデンサにより上記ギャップに対応した等価容量を得る方法が考えられている。ここでコンデンサとしては高周波特性が良く、温度特性コンデンサを用い該コンデンサを必要に応じて複数個直列にとりつける必要となる。

第 7 図は、このようにギャップにコンデンサを

$$I. S = 4.43 \cdot \frac{f_0}{B} \cdot \frac{\rho_1 \cdot \rho_2}{Q_u} \quad (15)$$

Q_u : 無負荷 Q

で求められ、

式 (15) より 明らかなように取付面パターンと、対接地面の静電容量により帯域が狭くなれば挿入損失が増加することになる。

この場合の等価回路は第 9 図に示される。

〔発明の目的〕

この発明は上述の点に鑑みてなされたもので、マイクロストリップライン構造の帯域フィルタの容量性ギャップをコンデンサへ置き換えるとともにこれによって生じる挿入損失を極力小さくした帯域フィルタを提供することを目的とする。

〔発明の概要〕

そこで、この発明によれば、コンデンサ取付電極と相対する基板裏側の接地電極を除去することによりコンデンサ取付電極と接地電極間に容量が生じないようにし、これによって挿入損失の改善

を計るようにしている。

〔発明の実施例〕

以下、この発明の実施例を添付図面を参照して詳細に説明する。第10図、第11図はこの発明の一実施例を示したもので、第10図はその平面図、第11図は第10図に示すA-A断面図である。また第12図はこの実施例の等価回路図である。なお第10図から第12図において、第7図から第9図に示す回路と同一の機能を果たす部分には説明の便宜上同一の符号を付する。すなわち Y_{01} 、 Y_{04} はマイクロストリップラインによる伝送路、 Y_{02} 、 Y_{03} は所定長のマイクロストリップラインからなる共振器、 C_1 は伝送路 Y_{01} と共振器 Y_{02} とをカップリングするコンデンサ、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 は共振器 Y_{02} と共振器 Y_{03} とをカップリングするコンデンサ、 C_6 は共振器 Y_{03} と伝送路 Y_{04} とをカップリングするコンデンサ、 Y_{05} 、 Y_{06} 、 Y_{07} はコンデンサ、 C_7 、 C_8 、 C_9 、 C_{10} を固定するための取付けパターン、 ϵ_r は誘電体基板、 Y_e は接地パターンである。また S_1 は信号源、 R_L はこの伊波器

の入力インピーダンスに整合する入力抵抗 R_s はこの伊波器の出力インピーダンスに整合する負荷抵抗である。

この実施例の装置は第11図に明確に示されているようにコンデンサを固定するための取付けパターン Y_{05} 、 Y_{06} 、 Y_{07} に誘電体基板 ϵ_r を介して対応する接地パターン Y_e の一部を除去し、取付けパターン Y_{05} 、 Y_{06} 、 Y_{07} と接地パターン Y_e 間に容量が生じないようにしたことを特徴としている。

この接地パターン Y_e が除去された部分は第11図では ϕ_{01} で表わされる区間であり、第10図では S_{01} で示される。

このような構成をとることにより、取付けパターン Y_{05} 、 Y_{06} 、 Y_{07} と接地パターン Y_e 間の容量による帯域伊波器の帯域幅の減少を除去でき、これによる挿入損失の増加を防ぐことができる。

この帯域伊波器の特性は第12図において信号源 S_1 として、使用周波数帯域用の高周波発振器を接続し、抵抗 R_s に高周波バルボルカ電力計を

接続し、入力高周波発振器の発振周波数を変化させることにより測定できる。

第13図はこのようにして測定したこの実施例の帯域伊波器の周波数に対する相対減衰量をコンデンサの取付けパターン Y_{05} 、 Y_{06} 、 Y_{07} に対する接地パターン Y_e が除去されていない場合(第7図から第8図)に対応して示したものである。第13図においてグラフAは接地パターン Y_e が除去されたこの実施例の装置の特性、グラフBは接地パターン Y_e が除去されていない第7図、第8図に示した装置の特性を示すものである。グラフAとグラフBとを比較してみると接地電極がある場合に比較して接地電極を除去すると挿入損失が1dBだけ減少することが明らかとなる。

第14図、第15図は容量性ギャップの代りに用いるコンデンサとしてリードタイプのチップコンデンサを用いた他の実施例を示したものである。第14図、第15図において、 Y_{010} 、 Y_{016} はマイクロストリップラインから構成される伝送路、 Y_{011} 、 Y_{015} は所定長のマイクロストリップライ

ンから構成される共振器、 Y_{012} 、 Y_{013} 、 Y_{014} は、コンデンサの取付けパターン、 Y_{e0} は接地パターン、 C_{10} 、 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 、 C_{14} 、 C_{15} はコンデンサである。また S_{02} 、 ϕ_{02} は接地パターン除去部分および除去領域を示す。このような構成においても、第10図から第12図に示した実施例と同様に動作し、挿入損失の減少をはかることができる。

〔発明の効果〕

以上説明したように、この本発明によれば900MHz帯又はそれより低い周波数で実現しにくかったキャパシティブギャップカップルドトランスミッションフィルタをギャップをコンデンサで置き換えることによって実現するとともに、これによってその際発生する挿入損失の増加をおさえることができ、小型化、低挿入損失が要求される、各種無線装置に好適な帯域伊波器を提供することができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図はこの発明を説明するためのチェビシェフローパス特性フィルタの周波数応答特性を示す図、第2図はチェビシェフローパス特性フィルタを示す回路図、第3図はチェビシェフバンドパス特性フィルタの周波数応答特性を示す図、第4図、第5図、第6図はマイクロストリップラインによるキャパシティブギャップカップルドトランスマッションフィルタの構成を説明する図、第7図、第8図は容量性ギャップをコンデンサで置き換えた帯域通過フィルタの平面図およびそのA-A断面図、第9図は第7図、第8図に示す帯域通過フィルタの等価回路図、第10図、第11図はこの発明の帯域通過フィルタの一実施例を示す平面図およびそのA-A断面図、第12図は第10図、第11図に示した実施例の帯域通過フィルタの等価回路図、第13図は第10図、第11図に示した実施例の特性を示す図、第14図、第15図はコンデンサをリードタイプのチップコンデンサで構成したこの発明の他の実施例を示す平面図およびそのB-B断面図である。

$Y_{01}, Y_{04}, Y_{010}, Y_{016} \dots$ 伝送路、 $Y_{03},$

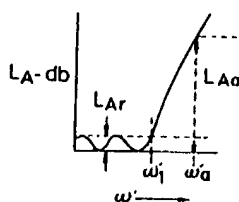
特開昭59-4204(5)

$Y_{02}, Y_{011}, Y_{012} \dots$ 共振器、 $C_1 \sim C_6, C_{10} \sim C_{15} \dots$ コンデンサ、 $Y_0, Y_{00} \dots$ 接地パターン、 $Y_{05}, Y_{06}, Y_{07}, Y_{013}, Y_{014}, Y_{015} \dots$ 取付けパターン、 $S_{01}, S_{02} \dots$ 接地パターン除去部

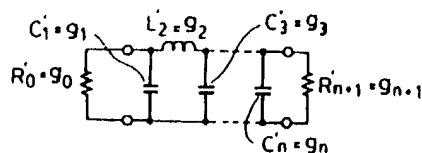
代理人弁理士 木村高久



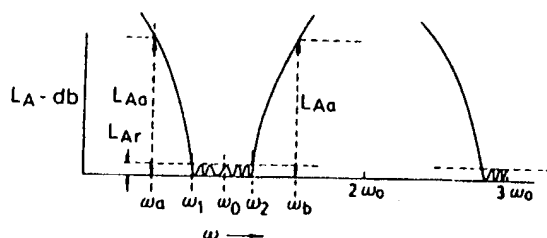
第1図



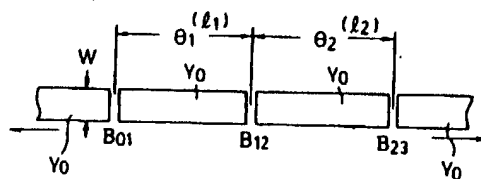
第2図



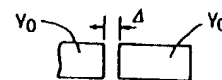
第3図



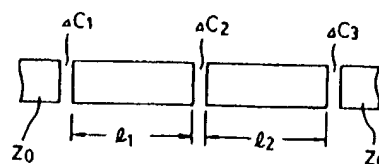
第4図



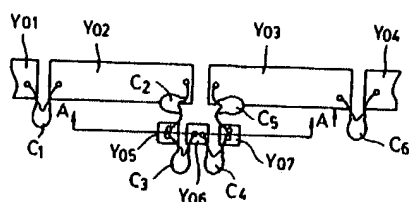
第5図



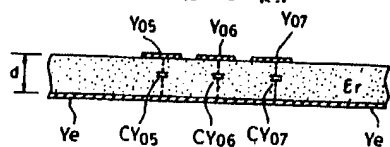
第6図



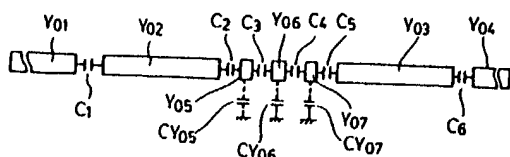
第 7 図



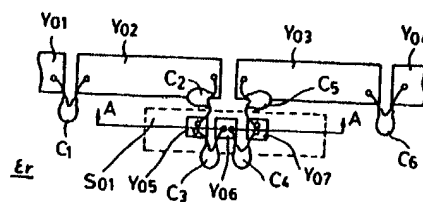
第 8 図



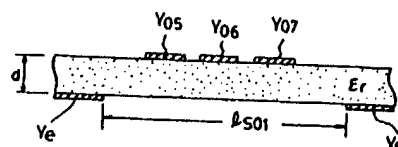
第 9 図



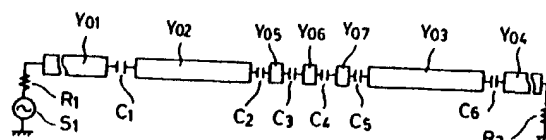
第 10 図



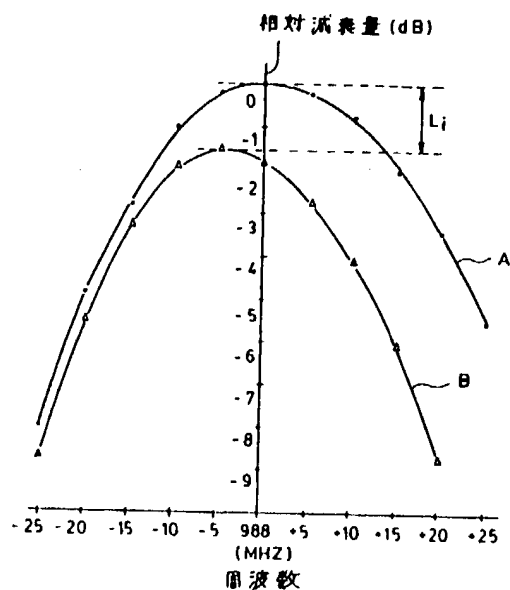
第 11 図



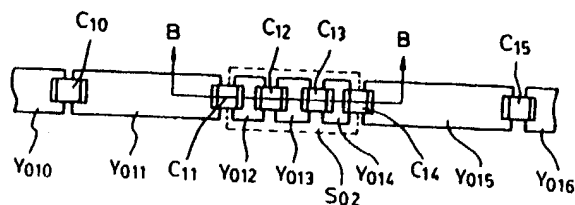
第 12 図



第 13 図



第 14 図



第 15 図

